

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-16148

(P2001-16148A)

(43)公開日 平成13年1月19日(2001.1.19)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード*(参考)		
H 0 4 B	7/08	H 0 4 B	7/08	D	5 J 0 2 1
H 0 1 Q	3/26	H 0 1 Q	3/26	Z	5 K 0 2 2
H 0 4 B	1/10	H 0 4 B	1/10	L	5 K 0 5 2
				W	5 K 0 5 9
	7/10		7/10	A	5 K 0 7 2
審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 19 頁) 最終頁に続く					

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 19 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平11-182490

(22)出願日 平成11年6月28日(1999.6.28)

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 筒井 正文

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 田中 良紀

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74)代理人 100072590

弁理士 井桁 貞一

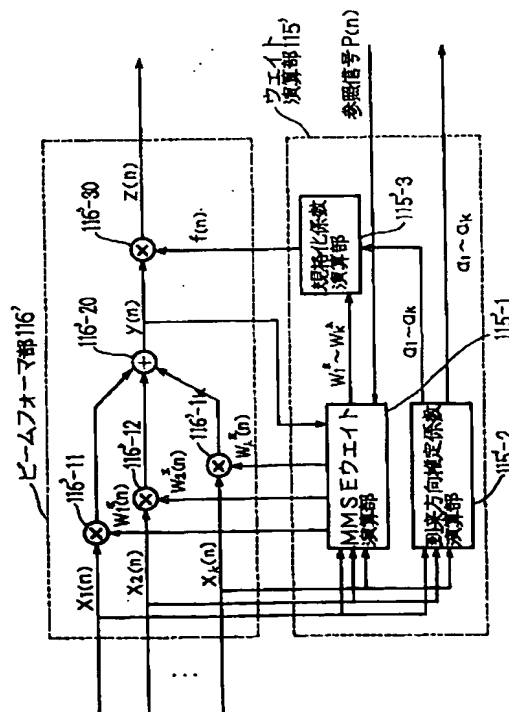
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 アレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置、干渉レプリカ生成ユニット

(57)【要約】

【課題】 本発明はアレーアンテナを用いて干渉キャンセラ装置に関し、アレーウェイト計算にMMSE規範に基づくアルゴリズムを適用するとともに、アルゴリズムの適用により失われるパスの伝搬特性情報を回復し、最大比合成を実現することを目的とする。

【解決手段】 本発明にかかるアレーアンテナを用いて干渉キャンセラ装置においては、MMSE規範に基づくアルゴリズムを適用して算出したMMSEウェイト値を受信信号に乗算し、加算してからパスの伝搬特性情報を回復すべく、MMSEウェイト値及び到来方向推定係数を用いて算出した規格化係数を乗算する。従って、MMSE規範に基づくアルゴリズムを適用により干渉を抑制効果に加えて、最大比合成が実現される。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項1】 アレーアンテナを介して受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、MMSEに基づくウェイト値の複素共役を該逆拡散後の信号のそれぞれに乘算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手段と、該乗算後の信号の加算を行なう加算器と、該加算後の信号に規格化係数を乗算する第2の乗算手段と、該第2の乗算手段の出力信号及び参照信号を用いて略伝搬特性の大きさの2乗を係数とする送信信号を得る伝搬路推定手段と、前記複数の逆拡散部の出力信号、前記加算器の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウェイト値の複素共役を算出するMMSEウェイト演算部と、前記複数の逆拡散部の出力信号を用いて、前記到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部と、該MMSEに基づくウェイト値の複素共役と該到来方向推定に基づく到来方向推定係数を用いて所定の演算により前記規格化係数を算出する規格化係数演算部と、を含む複数の逆拡散処理部と、該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ判定部と、該データ判定後の信号を用いてシンボルレプリカ及び干渉レプリカを生成する複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニット。

【請求項2】 前ステージからの誤差信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、該逆拡散後の信号と前ステージからのシンボルレプリカとの加算を行なう複数の加算器を備えた第1の加算手段と、MMSEに基づくウェイト値の複素共役を該第1の加算手段の出力信号に乘算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手段と、該乗算後の信号の加算を行なう第2の加算手段と、該第2の加算手段の出力信号に規格化係数を乗算する第2の乗算手段と、該第2の乗算手段の出力信号及び参照信号を用いて略伝搬特性の大きさの2乗を係数とする送信信号を得る伝搬路推定手段と、前記第1の加算手段の出力信号、前記第2の加算手段の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウェイト値の複素共役を算出するMMSEウェイト演算部と、前記第1の加算手段の出力信号を用いて、前記到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部と、該MMSEに基づくウェイト値の複素共役と該到来方向推定に基づく到来方向推定係数を用いて所定の演算により前記規格化係数を算出する規格化係数演算部と、を含む複数の逆拡散処理部と、該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ判定部と、該データ判定後の信号を用いてシンボルレプリカ及び干

渉レプリカを生成する複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニット。

【請求項3】 前記干渉レプリカ生成ユニットにおいて、

前記規格化係数演算部が行なう前記所定の演算は、前記MMSEに基づくウェイト値の複素共役と、対応する前記到来方向推定係数を規格化したものとの乗算を行ってから和をとったものの逆数を求める演算であることを特徴とする請求項第1項又は第2項のいずれかに記載の干渉レプリカ生成ユニット。

【請求項4】 前記干渉レプリカ生成ユニットにおいて、

前記参照信号は、既知信号であることを特徴とする請求項第1項又は第2項のいずれかに記載の干渉レプリカ生成ユニット。

【請求項5】 アレーアンテナを介して受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、MMSEに基づくウェイト値の複素共役を該逆拡散後の信号のそれぞれに乘算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手段と、該乗算後の信号の加算を行なう加算器と、該加算後の信号に規格化係数を乗算する第2の乗算手段と、該第2の乗算手段の出力信号及び参照信号を用いて伝搬特性の推定値を算出し、その複素共役を該第2の乗算手段の出力信号に乘算することにより、略伝搬特性の大きさの2乗を係数とする送信信号を得る伝搬路推定手段と、前記複数の逆拡散部の出力信号、前記加算器の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウェイト値の複素共役を算出するMMSEウェイト演算部と、前記複数の逆拡散部の出力信号を用いて、規格化した到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部と、該MMSEに基づくウェイト値の複素共役と該規格化した到来方向推定に基づく到来方向推定係数を用いて所定の演算により前記規格化係数を算出する規格化係数演算部と、を含む2以上のパス対応に設けられた複数の逆拡散処理部と、

該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、

該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ判定部と、

該データ判定後の信号を入力とし、前記伝搬路推定手段において算出した伝搬特性の推定値を乗算する第3の乗算手段と、該乗算後の信号に前記規格化した到来方向推定係数を乗算することによりシンボルレプリカを生成する複数の乗算器を備えた第4の乗算手段と、を含む2以上のパス対応に設けられた複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニット。

【請求項6】 アレーアンテナを介して受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、MMSEに基づくウェイト値の複素共役を該逆拡散後の信号のそれぞれに乘算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手

3

段と、該乗算後の信号の加算を行なう加算器と、該加算後の信号に該MMSEに基づくウェイト値の複素共役と到来方向推定に基づく到来方向推定係数と参照信号を用いて所定の演算を施すことにより略伝搬特性の2乗を係数とする送信信号を得る伝搬特性回復手段と、前記複数の逆拡散部の出力信号、前記加算器の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウェイト値の複素共役を算出するMMSEウェイト演算部と、前記複数の逆拡散部の出力信号を用いて、前記到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部

と、を含む複数の逆拡散処理部と、該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、

該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ判定部と、

該データ判定後の信号を用いてシンボルレプリカ及び干渉レプリカを生成する複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニット。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、DS-CDMA方式を採用したスペクトル拡散通信システムにおける、アレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置、干渉レプリカ生成ユニットに関し、特に、アレーウェイト計算にMMSE (Minimum Mean Square Error) 規範に基づくアルゴリズムを適用したものに関する。

【0002】

【従来の技術】 ワイヤレスマルチメディア通信分野における次世代移動通信システムとして、スペクトラム拡散通信システムが注目されている。スペクトラム拡散通信とは、拡散符号によりチャネル割り当てを行い、同一周波数を使用した同時通信を行なうものである。しかし、拡散符号によりチャネル割り当てを行なうものの、同時に通話を行なっている他のチャネルの信号が干渉となり通信品質を劣化させてしまう性質があり、結果的に同一周波数による同時通信が可能なチャネル数（チャネル容量）は制限される。

【0003】 この問題を解決する1手段として、アレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置が提案されている。

【0004】 従来のアレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置について説明する。尚、当該干渉キャンセラ装置を基地局の受信部に適用する場合を考える。

【0005】 図4は従来のアレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置を示し、第1ステージと第2ステージと最終ステージとを含むマルチステージ・パラレル構成のものを示す。図において、101-1~101-kはアレーアンテナ素子、102-1~102-k、105-1~105-kは遅延回路、103-1~103-1L、103-21~103-2Lはユーザ対応の干渉レ

4

プリカ生成ユニット、104-1~104-k、106-1~106-kは加算器、107-1~107-Lはユーザ対応のアレーアンテナ受信機を示す。

【0006】 尚、第1ステージのみ或いは更に多数のステージ構成とすることも可能である。

【0007】 移動局から送信されたスペクトラム拡散信号は、アレーアンテナ素子101-1~101-kによって受信され、所定の復調、AD変換処理等の受信処理が施され（部材は特に図示していない）第1ステージに入力される。

【0008】 第1ステージでは、ユーザチャネル対応の干渉レプリカ生成ユニット103-11~103-1Lにアレーアンテナ素子101-1~101-kで受信した信号の全てがそれぞれ入力され、シンボルレプリカSBと干渉レプリカDとが出力される。そして、アレーアンテナ素子対応に設けられた遅延回路102-1~102-kにより遅延処理を施された受信信号は、それぞれ加算器104-1~104-kにおいて干渉レプリカDにより減算され、その誤差信号e (e₁~e_k) が第2

ステージに加えられる。

【0009】 第2ステージでは、干渉レプリカ生成ユニット103-21~103-2Lに第1ステージからの誤差信号e及びシンボルレプリカSBとが入力され、シンボルレプリカSB'と干渉レプリカD'とが出力される。そして、遅延回路105-1~105-kにより遅延処理を施された誤差信号eは、それぞれ加算器106-1~106-kにおいて、干渉レプリカD'により減算され、その誤差信号e' (e'₁~e'_k) が最終ステージ107-1~107-Lに加えられる。

【0010】 ユーザチャネル対応に設けられた受信機107-1~107-Lは、第2ステージからの誤差信号e'とシンボルレプリカSB'とを元に復調処理を行い受信出力する。

【0011】 ここで、従来の干渉レプリカ生成ユニットについて更に詳しく説明する。図5は従来の干渉レプリカ生成ユニットを示す図であり、103は、図4における各ステージの干渉レプリカ生成ユニット、111-1~111-pは逆拡散処理部、112-1~pは再拡散処理部、113-1~113-kはアレーアンテナ素子対応に設けられた逆拡散部、114-1~114-kは加算器、115は到来方向推定に基づくウェイト演算を行なうウェイト演算部、116はビームフォーマ部、117は伝搬路推定部、118は乗算器、119はRAKE合成部、120はデータ判定部、121は乗算器、122-1~122-kは乗算器、123-1~123-kは加算器、124-1~124-kは再拡散部、125-1~125-kは合成部を示す。

【0012】 尚、逆拡散処理部111-1~111-p及び再拡散処理部112-1~112-pは、受信信号の伝搬経路が反射等により複数となるから、そのパス数

10

20

30

40

50

に対応して p 枚並列に設けられている。

【0013】逆拡散処理部 111-1 ~ 111-p の基本動作、構成は同様であるから、ここでは、逆拡散処理部 111-1 について説明することにする。

【0014】逆拡散処理部 111-1 には、受信信号又は前ステージの誤差信号 $e_1 \sim e_k$ と、前ステージからのシンボルレプリカ $SB_{11} \sim SB_{1k}$ (第 1 ステージの場合は零) とが入力される。逆拡散部 113-1 ~ 113-k は、それぞれ受信信号又は誤差信号 $e_1 \sim e_k$ を拡散コードにより逆拡散して復調する。そして、加算器 114-1 ~ 114-k は、それらと前ステージのシンボルレプリカ $SB_{11} \sim SB_{1k}$ との加算を行い、ウエイト演算部 115 とビームフォーマ部 116 とに入力する。

【0015】ウエイト演算部 115 は、加算器 114-1 ~ 114-k の出力信号を基に、アレーアンテナ素子の設置間隔によって生ずるビームフォーマ部 116 への入力信号の位相回転ずれを補正するための、到来方向推定に基づく重み係数 a_h ($h=1, 2, \dots, k$) (以下、到来方向推定係数と称す) を算出し、ビームフォーマ部 116 にその複素共役を a_h^* を入力する。

【0016】ここで、到来方向推定係数の算出方法について簡単に説明する。

【0017】シンボルを n 、アレーアンテナの配置間隔を d とし (例として一直線上にアレーアンテナ素子が等間隔 d で配置されるものとし)、送信信号を $s(n)$ 、伝搬特性を $\xi(n)$ とする。

【0018】逆拡散処理後の受信信号をそれぞれ、 $x_1(n) \sim x_k(n)$ と表すこととすると、

$$x_h(n) = \xi(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi)$$

$$\Phi = (2\pi/\lambda) d \sin \theta$$

但し、 $h=1, 2, \dots, k$ (以下同様)、

λ はキャリアの波長、

θ は図 4 に示すようにアレーアンテナ素子における受信信号の到来角

と表される (尚、シンボルレート、伝搬路の変動に比べて到来方向の変化は大きくないものとする)。

【0019】しかし、受信信号 $x_h(n)$ には、各部材からの熱雑音が含まれるとともに、干渉波が強くなると、干渉成分も無視できなくなるので、 $x_h(n)$ をこ

$$y(n) = \sum_{h=1}^k \xi(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi) a_h^* + \sum_{h=1}^k (I_h(n) + N_h) a_h^*$$

【0027】を出力する。

【0028】ここで、 $A_1 = A_2 = \dots = A_{k-1} = 1$ とみなすと、 $a_h^* = \exp(j(1-h)\Phi)$ であるから、

【0029】

【数式 3】

これらの影響を考慮して、更に厳密に記述すると、 $x_h(n) = \xi(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi)$

$+ I_h(n) + N_h$ は干渉成分、 N_h は雑音成分を表し、以下それらを含む項をそれぞれ干渉項、雑音項と称することとする。

【0020】ウエイト演算部 115 は、入力された受信信号 $x_h(n)$ を用いて、以下の演算により到来方向推定係数 a_h を算出する。

【0021】即ち、

【0022】

【数式 1】

$$a_1 = 1$$

$$\begin{aligned} a_2 &= \frac{x_2(n)}{x_1(n)} \\ &= \frac{\xi(n)s(n)\exp(j\Phi) + I_2(n) + N_2}{\xi(n)s(n) + I_1(n) + N_1} \\ &\equiv A_1 \exp(j\Phi) \end{aligned}$$

...

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{x_k(n)}{x_1(n)} \\ &= \frac{\xi(n)s(n)\exp(j(k-1)\Phi) + I_k(n) + N_k}{\xi(n)s(n) + I_1(n) + N_1} \\ &\equiv A_{k-1} \exp(j(k-1)\Phi) \end{aligned}$$

【0023】ここで、 $A_1 \sim A_{k-1}$ は、干渉項及び雑音項が無視できる場合には、1 となるが、干渉項及び雑音項の影響により、必ずしも 1 とはならないので a_h の振幅成分として表現している。また、 Φ は干渉項及び雑音項の影響により、必ずしも Φ と一致しないために $\hat{\cdot}$ を付し、推定値であることを明示した。

【0024】従って、ビームフォーマ部 116 は、加算器 114-1 ~ 114-k からの信号それぞれに到来方向推定係数 a_h の複素共役 a_h^* を乗算し、更にそれらの信号を加算し、 $y(n)$ を出力する。

【0025】即ち、

【0026】

【数式 2】

$$y(n) \equiv k \xi(n) s(n) + \sum_{h=1}^k (I_h(n) + N_h) a_h^*$$

【0030】従って、この到来方向推定係数の乗算、加算によってアレーアンテナのビームは希望波の到来方向に向けられることとなる。

【0031】かくしてビームフォーマ部 116 において

ビームフォーミング(乗算、加算)された信号 $y(n)$ は、伝搬路推定部117及び乗算器118に入力される。

【0032】ここで、伝搬路推定部117の処理について説明する。

【0033】伝搬路推定部117は、パイロット信号等

の既知の信号 $P(n)$ ($=s^*(n)$)を $y(n)$ に乘算し、やはり既知である $1/|s(n)|^2$ を更に乗算することにより、伝搬特性 $\xi(n)$ を算出する。

【0034】即ち、

【0035】

【数式4】

$$\begin{aligned} \frac{y(n)P(n)}{|s(n)|^2} &\cong \frac{\left(k\xi(n)s(n) + \sum_{h=1}^k (I_h(n) + N_h) a_h^* \right) s^*(n)}{|s(n)|^2} \\ &\cong k\xi(n) + \frac{\left(\sum_{h=1}^k (I_h(n) + N_h) a_h^* \right) s^*(n)}{|s(n)|^2} \quad \dots(\text{式1}) \end{aligned}$$

【0036】を算出する。

【0037】ここで、干渉 $I_h(n)$ 、雑音 N_h がアンテナ間、時間で平均をとって、十分無視できる程度にその振幅成分が小さい場合には、

【0038】

【数式5】

$$(\text{式1}) \cong k\xi(n) \quad \dots(\text{式2}) \quad 20$$

【0039】となる。

【0040】又、伝搬路推定部117は更に、 $k\xi(n)$ の平均値をとり、平均伝搬特性 $k\hat{\xi}(n)$ を算出し、この平均伝搬特性の複素共役 $k\hat{\xi}^*(n)$ を k^2 で割ったものを乗算器118に入力する。

【0041】乗算器118は、 $y(n)$ と $\hat{\xi}^*(n)/k$ を乗算し、出力 $z(n)$ を得る。

【0042】即ち、

【0043】

【数式6】

$$\begin{aligned} z(n) &= \sum_{i=1}^P z_i(n) \\ &= \sum_{i=1}^P |\hat{\xi}_i(n)|^2 s(n) \end{aligned}$$

ここで、 $z_i(n)$ によりパス対応に設けられた逆拡散処理部111-iの出力信号を表し、 $\hat{\xi}_i(n)$ により逆拡散処理部111-iに対応するパスの伝搬特性を表すこととした。

【0048】を出力する。この時、伝搬特性を表す $|\hat{\xi}_i(n)|^2$ が送信信号 $s(n)$ の係数としてかかっているため、RAKE合成部119においては、パスごとの信頼度に応じた合成(最大比合成)を行なうことができる。

【0049】ここで、伝搬特性を表す $\hat{\xi}_i(n)$ の大きさがパスごとの信頼度を示すのは、 $x_h(n) = \xi(n)s(n) \exp(j(h-1)\Phi) + I_h(n) + N_h$ と表されるように、 ξ の大きさが大きいほど、信号「s

$$z(n) = \frac{y(n) \hat{\xi}^*(n)}{k}$$

$$\cong \xi(n) \hat{\xi}^*(n) s(n)$$

$$\cong |\hat{\xi}(n)|^2 s(n)$$

【0044】を得る。

【0045】RAKE合成部119は、反射等により伝搬経路が複数となることを想定して設けられた他の逆拡散処理部の出力を伝送経路の相違によって生ずる遅延時間の相違を無くすように遅延調整を行なってから合成(最大比合成)し、 $Z(n)$ を出力する。

【0046】即ち、

【0047】

30 【数式7】

「 n 」に対する干渉成分と雑音成分「 $I_h(n) + N_h$ 」との比である信号対干渉(雑音含む)比が高いことを意味し、そのパスを介して受信した信号の信頼度が高いといえるからである。

【0050】さて、RAKE合成部119の出力信号は、判定部120により閾値と比較されデータの仮判定が行われる。再拡散処理部112-1は、判定部120の判定出力信号に伝搬路推定部117からの平均伝搬特性 $\hat{\xi}(n)$ を乗算器121において乗算する。

【0051】また、乗算器122-1～122-kは、アレーアンテナ素子相当数(K個)に分岐された乗算器121からの出力信号をウェイト演算部115からの到来方向推定係数 a_h と乗算する。

【0052】乗算処理を施された信号は、それぞれシンボルレプリカ $SB'_{11} \sim SB'_{1k}$ として、次のステージに送出される(バス対応に設けられた他の再拡散処理部で生成されたシンボルレプリカ $SB'_{21} \sim SB'_{2k}$ 、…、 $SB'_{p1} \sim SB'_{pk}$ も同様に次のステージに送出される)。

【0053】又、加算器123-1～123-kは、このステージのシンボルレプリカ $SB'_{11} \sim SB'_{1k}$ と前ステージのシンボルレプリカ $SB_{11} \sim SB_{1k}$ との差分を出力し、再拡散部124-1～124-kにより拡散コードで再拡散する。

【0054】アレーアンテナ素子対応に設けられた合成部125-1～125-kは、バス対応の再拡散信号を加算して干渉レプリカ $D'_{11} \sim D'_{1k}$ を出力する(尚、干渉レプリカ $D'_{11} \sim D'_{1k}$ はそれぞれ加算器104-1～104-k(106-1～106-k)に入力される)。

【0055】最終ステージのアレーアンテナ受信機107-1～107-Lは、干渉レプリカ生成ユニット103の再拡散処理部112-1～112-pを省略し、復調器を設けた構成に相当し、復調出力信号は、基地局に接続したネットワーク(図示せず)に送出される。

【0056】

【発明が解決しようとする課題】前述のようにアレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置が提案されているが、そのウェイト演算方法は、到来方向推定に基づくものである。

【0057】しかし、到来方向推定に基づくウェイト演算を行なう方法は、一般的な移动通信環境においては必ずしも最適なビーム形成を行なっているとは限らないという問題がある。

【0058】これについて簡単に説明する。

【0059】スペクトラム拡散信号を送信する移動局が無線基地局のカバーエリア内に一様に分布しており、かつ、無線基地局において受信される全ての移動局から信号レベルが等しい場合には、1つの移動局に対する他の移動局の干渉電力は全て等しくなる。このとき、干渉信号は空間的に一様であり、白色雑音と等価とみなすことができる。このような場合には、到来方向推定に基づくウェイト演算を行なって、アレーアンテナのビームを希望波の到来方向に向ける(ビームステアリングを行なう)ことにより、図6のようなビームパターンが形成され、最適なビーム形成がなされることとなる。

【0060】しかし、移動局が無線基地局のカバーエリア内の一部に偏って分布したり、各移動局からの受信電界強度にばらつきがあるときには、他の移動局からの干

渉は空間的に非一様となる。

【0061】このような状況におけるビーム形成について図7を用いて説明する。図7は、希望波から60度離れた方向から強い干渉波が到来している場合においてMMSE規範に基づくLMS「least mean square」、RLS「recursive least square」、SMI「sample matrix inversion」等の最適化アルゴリズムを用いた場合のビーム形成を示す。

【0062】到来方向推定に基づくビームステアリングによっては、図6のように希望波の発せられる方向にアレーアンテナのビームが向けられることとなり、サイドローブにより干渉波の影響を強く受けることとなる。即ち、このような状況においては、伝搬特性 $\xi(n)$ を算出する際に、(式1)における干渉項

【0063】

【数式8】

$$\frac{\left(\sum_{h=1}^k I_h(n) a_h^*(n) \right) s^*(n)}{|s(n)|^2}$$

【0064】を無視することができなくなり、(式2)のように $k \xi(n)$ に近似することができなくなり、伝搬路推定部117における伝搬特性 $\xi(n)$ の算出に誤差が強く現れることとなる。よって、データ判定精度が劣化してしまう。

【0065】一方、MMSE規範に基づくLMS、RLS、SMI等の最適化アルゴリズムを用い、出力信号の信号対干渉(雑音含む)比を最大にすることで最適なビームを得ることができる。

【0066】即ち、これらのアルゴリズムの適用により図7に示すように、強い干渉波の存在する方向にヌルポイントを形成し、干渉の影響を抑え、空間的に非一様な環境においても伝搬特性 $\xi(n)$ の算出を適切に行うことが可能となり、データ判定精度が維持されるのである。

【0067】しかし、MMSE規範に基づくアルゴリズムを適用して信号対干渉(雑音含む)比を高めるためには、バス対応に設けられた各ビームフォーマ部において、その出力信号を全て参照信号(PILT信号等の既知信号)に近づけるようなウェイト値の乗算を行なう必要があり、結果的にビームフォーマ部の出力レベルが均一化され、前述RAKE合成部での最大比合成が行えなくなってしまうという問題がある。

【0068】そこで、本発明は、MMSE規範に基づくアルゴリズムを適用して信号対干渉(雑音含む)比を高めるとともに、バスの信頼性を表す $\xi(n)$ の情報を回復することにより、RAKE合成部における最大比合成を実現し、より精度の高い干渉レプリカ、シンボルレ

10

20

30

40

50

リカを生成することを目的とし、ひいては強い干渉波が存在するときにも十分な受信特性の維持を図ることを目的とする。

【0069】

【課題を解決するための手段】本発明においては、アレーアンテナを介して受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、MMSEに基づくウエイト値の複素共役を該逆拡散後の信号のそれぞれに乗算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手段と、該乗算後の信号の加算を行なう加算器と、該加算後の信号に規格化係数を乗算する第2の乗算手段と、該第2の乗算手段の出力信号及び参照信号を用いて略伝搬特性の大きさの2乗を係数とする送信信号を得る伝搬路推定手段と、前記複数の逆拡散部の出力信号、前記加算器の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウエイト値の複素共役を算出するMMSEウエイト演算部と、前記複数の逆拡散部の出力信号を用いて、前記到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部と、該MMSEに基づくウエイト値の複素共役と該到来方向推定に基づく到来方向推定係数を用いて所定の演算により前記規格化係数を算出する規格化係数演算部と、を含む複数の逆拡散処理部と、該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ判定部と、該データ判定後の信号を用いてシンボルレプリカ及び干渉レプリカを生成する複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニットを用いた。

【0070】又、本発明においては、前ステージからの誤差信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、該逆拡散後の信号と前ステージからのシンボルレプリカとの加算を行なう複数の加算器を備えた第1の加算手段と、MMSEに基づくウエイト値の複素共役を該第1の加算手段の出力信号に乗算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手段と、該乗算後の信号の加算を行なう第2の加算手段と、該第2の加算手段の出力信号に規格化係数を乗算する第2の乗算手段と、該第2の乗算手段の出力信号及び参照信号を用いて略伝搬特性の大きさの2乗を係数とする送信信号を得る伝搬路推定手段と、前記第1の加算手段の出力信号、前記第2の加算手段の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウエイト値の複素共役を算出するMMSEウエイト演算部と、前記第1の加算手段の出力信号を用いて、前記到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部と、該MMSEに基づくウエイト値の複素共役と該到来方向推定に基づく到来方向推定係数を用いて所定の演算により前記規格化係数を算出する規格化係数演算部と、を含む複数の逆拡散処理部と、該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ

判定部と、該データ判定後の信号を用いてシンボルレプリカ及び干渉レプリカを生成する複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニットを用いた。

【0071】又、本発明においては、前記干渉レプリカ生成ユニットにおいて、前記規格化係数演算部が行なう前記所定の演算は、前記MMSEに基づくウエイト値の複素共役と、対応する前記到来方向推定係数を規格化したものとの乗算を行ってから和をとったものの逆数を求める演算であることを特徴とする干渉レプリカ生成ユニットを用いた。

【0072】又、本発明においては、前記干渉レプリカ生成ユニットにおいて、前記参照信号は、既知信号であることを特徴とする干渉レプリカ生成ユニットを用いた。

【0073】又、本発明においては、アレーアンテナを介して受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、MMSEに基づくウエイト値の複素共役を該逆拡散後の信号のそれぞれに乗算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手段と、該乗算後の信号の加算を行なう加算器と、該加算後の信号に規格化係数を乗算する第2の乗算手段と、該第2の乗算手段の出力信号及び参照信号を用いて伝搬特性の推定値を算出し、その複素共役を該第2の乗算手段の出力信号に乗算することにより、略伝搬特性の大きさの2乗を係数とする送信信号を得る伝搬路推定手段と、前記複数の逆拡散部の出力信号、前記加算器の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウエイト値の複素共役を算出するMMSEウエイト演算部と、前記複数の逆拡散部の出力信号を用いて、規格化した到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部と、該MMSEに基づくウエイト値の複素共役と該規格化した到来方向推定に基づく到来方向推定係数を用いて所定の演算により前記規格化係数を算出する規格化係数演算部と、を含む2以上のパス対応に設けられた複数の逆拡散処理部と、該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ判定部と、該データ判定後の信号を入力とし、前記伝搬路推定手段において算出した伝搬特性の推定値を乗算する第3の乗算手段と、該乗算後の信号に前記規格化した到来方向推定係数を乗算することによりシンボルレプリカを生成する複数の乗算器を備えた第4の乗算手段と、を含む2以上のパス対応に設けられた複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニットを用いた。

【0074】又、本発明においては、アレーアンテナを介して受信したスペクトラム拡散信号を逆拡散する複数の逆拡散部と、MMSEに基づくウエイト値の複素共役を該逆拡散後の信号のそれぞれに乗算する複数の乗算器を備えた第1の乗算手段と、該乗算後の信号の加算を行

なう加算器と、該加算後の信号に該MMSEに基づくウェイト値の複素共役と到来方向推定に基づく到来方向推定係数と参照信号を用いて所定の演算を施すことにより略伝搬特性の2乗を係数とする送信信号を得る伝搬特性回復手段と、前記複数の逆拡散部の出力信号、前記加算器の出力信号及び参照信号を用いて前記MMSEに基づくウェイト値の複素共役を算出するMMSEウェイト演算部と、前記複数の逆拡散部の出力信号を用いて、前記到来方向推定に基づく到来方向推定係数を算出する到来方向推定係数演算部と、を含む複数の逆拡散処理部と、該複数の逆拡散処理部からの出力信号を用いて最大比合成を行なう最大比合成部と、該最大比合成後の信号を用いてデータ判定を行なうデータ判定部と、該データ判定後の信号を用いてシンボルレプリカ及び干渉レプリカを生成する複数の再拡散処理部と、を含むことを特徴とする干渉レプリカ生成ユニットを用いた。

【0075】本発明にかかる干渉レプリカ生成ユニットにおいては、MMSEに基づくウェイト値の乗算後に加算された信号に対して規格化係数の乗算を行なうので、伝搬路推定手段に入力される信号は伝搬特性を係数とする受信信号となり、伝搬路推定手段は、参照信号を用いて略伝搬特性の大ききの2乗に等しい係数がかかった送信信号を得ることができ、最大比合成が実現される。

【0076】又、本発明にかかる干渉レプリカ生成ユニットにおいては、規格化係数演算部が規格化係数の演算を行なう際に、規格化された到来方向推定係数を用いるので、伝搬路推定手段に入力される信号は、伝搬特性を係数とする送信信号に更に近づけられることとなる。

【0077】又、本発明にかかる干渉レプリカ生成ユニットにおいては、伝搬路推定手段及びMMSEウェイト演算部において、参照信号として既知信号を用い、より精度の高いMMSEに基づくウェイト値の算出、伝搬路推定を行なう。

【0078】又、本発明にかかる干渉レプリカ生成ユニットにおいては、MMSEの基づくウェイト値の算出及びシンボルレプリカの生成のための乗算において、双方とも、規格化された到来方向推定係数を用いるので、更に精度の高いシンボルレプリカ及び干渉レプリカが生成される。

【0079】又、本発明にかかる干渉キャンセラ装置においては、伝搬特性回復手段によってMMSEに基づくウェイト値の乗算によって失われた伝搬特性情報を、回復させるので、最大比合成が可能となる。

【0080】

【発明の実施の形態】本発明にかかるアレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置について説明する。尚、当該干渉キャンセラ装置を基地局の受信部に適用する場合を考える。

【0081】図1は本発明にかかるアレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置を表し、図4と同一の符号を付

しているものは同一の部材を表す。干渉レプリカ生成ユニット103'-11~103'-1L、103'-21~103'-2L、アレーアンテナ受信機107'-1~107'-Lは、干渉レプリカ生成ユニット103'-11~103'-1L、103'-21~103'-2L、アレーアンテナ受信機107'-1~107'-Lに対応するものであるが、構成を異にするため'を付している。従って、従来技術と異なる干渉レプリカ生成ユニットの動作について詳述し、他の動作については従来技術の説明を持って省略する。尚、アレーアンテナ受信機107'-1~107'-Lは干渉レプリカ生成ユニット103'-11~103'-1L、103'-21~103'-2Lの構成と類似するものであるので、後に簡単に説明する。

【0082】図2は本発明にかかる干渉レプリカ生成ユニットを示す。図において、103'は、図1における各ステージの干渉レプリカ生成ユニット、111'-1~111'-pは逆拡散処理部、112'-1~pは再拡散処理部、113'-1~113'-kはアレーアンテナ素子対応に設けられた逆拡散部、114'-1~114'-kは加算器、115'はウェイト演算を行なうウェイト演算部、116'はビームフォーマ部、117'は伝搬路推定部、118'は乗算器、119'はRAKE合成部、120'はデータ判定部、121'は乗算器、122'-1~122'-kは乗算器、123'-1~123'-kは加算器、124'-1~124'-kは再拡散部、125'-1~125'-kは合成部を示す。

【0083】尚、加算器114'-1~114'-kは第1の加算手段、乗算器121'は第3の乗算手段、乗算器122'-1~122'-kは第4の乗算手段、伝搬路推定部117'及び乗算器118'を伝搬路推定手段として用い、RAKE合成部119'を最大比合成部として用いた。

【0084】移動局から送信されたスペクトラム拡散信号は、アレーアンテナ素子101-1~101-kによって受信され、所定の復調、AD変換処理等の受信処理が施され(部材は特に図示していない)第1ステージに入力される。

【0085】さて、当該干渉レプリカ生成ユニットが第1ステージのものであれば、図1のアレーアンテナ素子101-1~101-kで受信されたスペクトラム拡散信号がそれぞれ(複数のバス対応に設けられた)逆拡散処理部111'-1~111'-pの全てに入力される。又、当該干渉レプリカ装置が第2ステージ以降のものであれば、前ステージからの誤差信号 $e_1 \sim e_k$ が、それぞれ逆拡散処理部111'-1~111'-pの全てに入力される。

【0086】更に、当該干渉レプリカ生成ユニットが第2ステージ以降のものであれば、前ステージからのシン

10

20

30

40

50

ボルレプリカ $SB_{11} \sim SB_{1k}$ 、 $SB_{21} \sim SB_{2k}$ 、…、 $SB_{p1} \sim SB_{pk}$ も逆拡散処理部111'-1~111'-pにそれぞれ入力される。

【0087】逆拡散処理部111'-1~111'-pの基本動作、構成は同様であるから、ここでは、逆拡散処理部111'-1について説明することにする。

【0088】さて、逆拡散処理部111'-1の逆拡散部113'-1~113'-kに入力されたスペクトラム拡散信号又は前ステージの誤差信号 $e_1 \sim e_k$ は、

(図示してはいない) 拡散コード発生部からの拡散コードを用いて逆拡散処理が施される。

【0089】そして、逆拡散処理を施された信号は、当該干渉レプリカ生成ユニットが第1ステージのものであれば、ビームフォーマ部116'にそのまま入力され、当該干渉レプリカユニットが第2ステージ以降のものであれば、加算器114'-1~114'-kにおいて、前ステージからのシンボルレプリカ $SB_{11} \sim SB_{1k}$ との加算処理が行われてから、ビームフォーマ部116'に

入力される。

【0090】ビームフォーマ部116'は、前記入力信号それぞれに対してウエイト演算部115'からのウエイト値を用いた重みづけ処理を施し(乗算を行い)、更にそれらを加算してから、パスごとの信頼性を保つ為に加算後の信号に対してウエイト演算部115'から与えられる規格化係数を乗算する。

【0091】一方、ウエイト演算部115'は前記ビームフォーマ部116'への入力信号を分岐したものと、別途入力される参照信号(PILOT信号等の既知信号)を用いて、ビームフォーマ部116'の規格化係数乗算前の加算信号の信号対干渉比(雑音含む)が最大となるようなMMSEウエイト値をMMSE規範に基づくアルゴリズムに従って算出し、その複素共役をビームフォーマ部116'に与える。

【0092】ここで、ビームフォーマ部116'、ウエイト演算部115'の構成、動作について更に詳しく説明する。

【0093】図3は、ビームフォーマ部116'、ウエイト演算部115'の構成を表す。

【0094】尚、116'-11~116'-1kは乗算器、115'-1はMMSEウエイト演算部、115'-2は到来方向推定係数演算部、115'-3は規格化係数演算部、116'-20は加算器、116'-30は乗算器を表す。

【0095】ここで、乗算器116'-11~116'-1kは第1の乗算手段、加算器116'-20は第2の加算手段、乗算器116'-30は第2の乗算手段、規格化係数演算部115'-3、乗算器116'-30、伝搬路推定部117'及び乗算器118'を伝搬特性回復手段の1例として用いた。

【0096】MMSEウエイト演算部115'-1は、

ビームフォーマ部116'への入力信号を分岐したものと及び参照信号 $P(n)$ を用いて、加算器116'-20の出力信号 $y(n)$ が参照信号に近づくように、ビームフォーマ部116'への入力信号のそれぞれについて乗算すべきウエイト値をMMSE規範に基づくアルゴリズムに従って演算する(以下当該ウエイト値をMMSEウエイト値と称す)。

【0097】MMSE規範に基づくアルゴリズムには、例えば、LMS「least mean square」、RLS「recursive least square」、SMI「sample matrix inversion」等があり、本実施例においては、1例としてLMSを適用することとする。もちろん、加算器116'-20の出力信号が参照信号に近づくように(即ち加算器116'-20の出力信号の信号対干渉(雑音含む)比が高められるように)、ビームフォーマ部116'への入力信号のそれぞれについて乗算すべきウエイト値を算出する他のアルゴリズムの適用も可能である。

【0098】さて、到来方向推定係数演算部115'-2は、アレーアンテナ素子の設置間隔によって生ずるビームフォーマ部116'への入力信号の位相回転ずれから、到来方向推定に基づく重み係数(到来方向推定係数)を算出し、規格化係数演算部115'-3に入力する。

【0099】規格化係数演算部115'-3は、MMSEウエイト値及び到来方向推定係数から、乗算器116'-11~116'-1kにおいてMMSEウエイト値を乗算したことにより、失われたパスの信頼性を表す伝搬特性 $\xi(n)$ を回復するための規格化係数を算出し、乗算器116'-30に入力する。

【0100】乗算器116'-11~116'-1kは入力信号それぞれについて、MMSEウエイト値の複素共役との乗算を行い、加算器116'-20はその乗算出力を加算する。

【0101】加算後の信号は、更に、乗算器116'-30において、規格化係数演算部115'-3からの規格化係数と乗算され、ビームフォーマ部116'の出力信号として出力されることとなる。

【0102】このビームフォーマ部116'の乗算器116'-11~116'-1kにおいて乗算を行なうMMSEウエイト値の複素共役を、加算器116'-20の出力信号が参照信号に近づくように変動させることにより、加算器116'-20の出力信号の信号対干渉(雑音含む)比は高められ、前述した空間的に非一様な状況においても干渉波の影響を抑えることができる。

【0103】図2の説明に戻るが、ビームフォーマ部116'においてビームフォーミング(乗算、加算等の一連の処理による信号形成)がなされた信号は、伝搬路推定部117'及び乗算器118'のそれぞれに入力される。

【0104】ここで、伝搬路推定部117'に入力され

10

20

30

40

50

る信号は、前述の従来技術と同様に平均伝搬特性 $\xi^*(n)$ 及びその複素共役 $\xi^*(n)$ を算出し、 $\xi^*(n)$ を乗算器118'に与える。

【0105】乗算器118'においては、ビームフォーマ116'の出力信号と伝搬路推定部117'からの平均伝搬特性の複素共役 $\xi^*(n)$ との乗算を行い、RAKE合成部119'に与える。この乗算処理により、パスの信頼度を表す $|\xi(n)|^2$ が送信信号の係数として現れているので、RAKE合成部119'は、逆拡散処理部111'-1及び同様にパスの信頼度が回復された他の逆拡散処理部111'-2~111'-pからの出力信号を伝搬経路(パス)に依存する遅延時間の相違を無くすように遅延調整を行なった後に最大比合成することができる。

【0106】RAKE合成部119'からの出力信号は、データ判定部120'により閾値と比較されデータの仮判定が行なわれ、その判定後の出力信号は、再拡散処理部112'-1~112'-pに入力される。

【0107】再拡散処理部の基本動作、構成は同様であるから、再拡散処理部112'-1の動作について説明する。

【0108】データ判定部120'からの信号は、乗算器121'において、伝搬路推定部117'からの平均伝搬特性 $\xi(n)$ と乗算される。

【0109】乗算器121'の出力信号は、乗算器122'-1~122'-kに入力され、ウェイト演算部115'の到来方向推定係数演算部115'-2からの到来方向推定係数と乗算され、その乗算出力は、シンボルレプリカSB'11~SB'1kとして後段のステージに与えられる(拡散処理部112'-2~112'-pからも同様に、シンボルレプリカSB'21~SB'2k、...、SB'p1~SB'pkが後段のステージの対応する干渉レプリカ生成ユニット等に与えられる)。

【0110】乗算器122'-1~122'-kの出力信号は、加算器123'-1~123'-kにも入力され、前ステージで生成されたシンボルレプリカSB11~SB1kとの差分(SB'11-SB11、SB'12-SB12、...、SB'1k-SB1k)が出力される。

【0111】再拡散部124'-1~124'-kは、その差分に対し、図示していない拡散コード発生部から与えられた拡散コードを用いて、再拡散処理を施す。

【0112】合成部125'-1~125'-kは、パスごとの再拡散信号を加算して、(誤差信号 $e'_1 \sim e'_k$ を得る為の)干渉レプリカD'11~D'1kを出力する。

【0113】最終ステージのアレーアンテナ受信機107'-1~107'-Lは、干渉レプリカ生成ユニット103'の再拡散処理部112'を省略し、復調器を設けた構成に相当し、復調出力信号は、基地局に接続したネットワーク(図示せず)に送出する。

【0114】以上が本発明にかかる干渉レプリカ生成ユニットに関する主な動作であるが、以下数式を用いて上記動作について説明を行なう。尚、シンボルを n 、アレーアンテナの配置間隔を d とし(例として一直線上にアレーアンテナ素子が等間隔 d で配置されるものとし)、送信信号を $s(n)$ 、伝搬特性を $\xi(n)$ とする。

【0115】ここで、逆拡散処理部111'-1のビームフォーマ部116'に入力される逆拡散部113'-1~113'-kからの逆拡散処理後の受信信号(又は前ステージからの誤差信号を逆拡散したものと前ステージからのシンボルレプリカを加算して得られる信号)をそれぞれ、 $x_1(n) \sim x_k(n)$ と表すこととする、

$$x_h(n) = \xi(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi)$$

$$\Phi = (2\pi/\lambda) d \sin \theta$$

但し、 $h=1, 2, \dots, k$ (以下同様)、

λ はキャリアの波長、

θ は図1に示すようにアレーアンテナ素子における受信信号の到来角と表される(尚、シンボルレート、伝搬路の変動に比べて到来方向の変化は大きくないものとする)。

【0116】しかし、受信信号 $x_h(n)$ には、各部材からの熱雑音が含まれるとともに、干渉波が強くなると、干渉成分も無視できなくなるので、 $x_h(n)$ をこれらの影響を考慮して、更に厳密に記述すると、

$$x_h(n) = \xi(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi) + I_h(n) + N_h$$

$I_h(n)$ は干渉成分、 N_h は雑音成分を表し、以下それぞれ干渉項、雑音項と称することとする。

【0117】さて、MMSEウェイト演算部115'-1が行なう演算について説明する。尚、ここでは、MMSE規範に基づくアルゴリズムの1例として、LMSを適用する場合の演算について説明する。

【0118】前述のようにMMSEウェイト演算部115'-1には、受信信号 $x_1(n) \sim x_k(n)$ 、加算器116'-20の出力信号、参照信号(PILLOT信号等の既知信号であり、 $P(n) (=s(n))$)が入力される。MMSEウェイト演算部115'-1は、MMSEウェイト値 $w_1(n) \sim w_k(n)$ を次のアルゴリズム(LMS)に従って算出する。

$$w_h(n+1) = w_h(n) + \mu (P(n) - y(n)) x_h(n)$$

ここで、 $y(n)$ は加算器116'-20の出力信号であり、

【0120】

【数式9】

$$y(n) = \sum_{h=1}^k x_h(n) w_h^*(n)$$

【0121】で表される。また、 μ は定数を表し、 μ 及び初期値 $w_h(0)$ は設計により適当に設定すればよい。

【0122】さてこのLMSアルゴリズムでは、MMS

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{h=1}^k x_h(n) w_h^*(n) \\ &= \sum_{h=1}^k \xi(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi) w_h^*(n) + \sum_{h=1}^k I_h(n) w_h^*(n) + \sum_{h=1}^k N_h w_h^*(n) \end{aligned}$$

【0125】における干渉項、

【0126】

【数式11】

$$\sum_{h=1}^k I_h(n) w_h^*(n)$$

【0127】は抑え込まれ、 $y(n)$ の信号対干渉（雑音含む）比が高く維持することができる（尚、初期値 $w_h(0)$ として、到来方向推定係数演算部115'-2からの到来方向推定係数を用いる（ $w_h(0) = a_h$ とする）ことにより、 $w_h(n)$ を高速に安定化させることができる）。

【0128】そして、パス対応に設けられた他の逆拡散処理部111'-2～111'-pにおいても同様に参照信号 $P(n) (=s(n))$ が入力され、ビームフォーマ部内の加算器の出力信号を参照信号 $P(n) (=s(n))$ に等しくするようにMMSEウエイト値の複素共役の乗算処理が施され、信号対干渉（雑音含む）比が高められることとなる。

【0129】ところが、MMSEウエイト値の複素共役の乗算により、各パスの出力レベルは全て参照信号 $P(n) (=s(n))$ に近づけられることとなるため、各パスの信頼度を表す伝搬特性 $\xi(n)$ の情報が失われてしまうこととなる。

【0130】そこで、本発明においては、規格化係数演算部115'-3において、MMSEウエイト演算部115'-1及び到来方向推定係数演算部115'-2からのMMSEウエイト値及び到来方向推定係数を用いて規格化係数を算出し、加算器116'-20の出力信号に乗算することにより、高められた信号対干渉（雑音含む）比を維持しつつ、パスの信頼度情報（ $\xi(n)$ ）の回復を行なうこととした。

【0131】規格化係数の算出方法を説明する前に、その算出に用いる到来方向推定係数の算出方法について説明する（尚、MMSEウエイト値の算出方法は既に説明

Eウエイト値 $w_h(n)$ は、 $y(n)$ が $P(n) (=s(n))$ に近づくように制御され、 $y(n) = P(n) (=s(n))$ となる時に $w_h(n)$ は安定する。

【0123】従って、強い干渉波が存在する場合にも、MMSEウエイト値 $w_h(n)$ の変動によって、

【0124】

【数式10】

している）。

【0132】到来方向推定係数演算部115'-2は、入力された受信信号 $x_h(n)$ を用いて、以下の演算により到来方向推定係数 a_h を算出する。

【0133】即ち、

20 【0134】

【数式12】

$a_1 = 1$

$$\begin{aligned} a_2 &= \frac{x_2(n)}{x_1(n)} \\ &= \frac{\xi(n)s(n)\exp(j\Phi) + I_2(n) + N_2}{\xi(n)s(n) + I_1(n) + N_1} \end{aligned}$$

$$\cong A_1 \exp(j\Phi^{\wedge})$$

...

30

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{x_k(n)}{x_1(n)} \\ &= \frac{\xi(n)s(n)\exp(j(k-1)\Phi) + I_k(n) + N_k}{\xi(n)s(n) + I_1(n) + N_1} \end{aligned}$$

$$\cong A_{k-1} \exp(j(k-1)\Phi^{\wedge})$$

【0135】ここで、 $A_1 \sim A_{k-1}$ は、干渉項及び雑音項が無視できる場合には、1となるが、干渉項及び雑音項の影響により、必ずしも1とはならないので a_h の振幅成分として表現している。また、 Φ^{\wedge} は干渉項及び雑音項の影響により、必ずしも Φ と一致しないために \wedge を付し、推定値であることを明示した。

【0136】さて、規格化係数演算部115'-3は、MMSEウエイト演算部からのMMSEウエイト値の複素共役 $w_h^*(n)$ 及び到来方向推定係数 a_h を用いて、規格化係数 $f(n)$ を次式に従って算出する。

【0137】

【数式13】

$$f(n) = \frac{1}{\sum_{h=1}^k w_h^*(n) \frac{a_h}{|a_h|}}$$

【0138】ここで、 $a_h / |a_h|$ とし、到来方向推定係数を規格化したのは、

$$a_h = A_{h-1} \exp(j(h-1)\Phi)$$

$$z(n) = y(n)f(n)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\sum_{h=1}^k \xi(n)s(n)\exp(j(h-1)\Phi)w_h^*(n)}{\sum_{h=1}^k w_h^*(n) \frac{a_h}{|a_h|}} \\ &+ \frac{\sum_{h=1}^k I_h(n)w_h^*(n) + \sum_{h=1}^k N_h w_h^*(n)}{\sum_{h=1}^k w_h^*(n) \frac{a_h}{|a_h|}} \end{aligned}$$

【0140】を出力する。但し、ここで、

【0141】

【数式15】

$$\frac{a_h}{|a_h|} = \exp(j(h-1)\Phi) \cong \exp(j(h-1)\Phi)$$

$$z(n) \cong \xi(n)s(n) + \frac{\sum_{h=1}^k w_h^*(n)I_h(n) + \sum_{h=1}^k w_h^*(n)N_h}{\sum_{h=1}^k w_h^*(n) \frac{a_h}{|a_h|}}$$

$$\cong \xi(n)s(n)$$

($\because \sum_{h=1}^k w_h^*(n)I_h(n)$ 等は、MMSEウエイト演算によって小さい値に抑えられている)

【0144】と表される。

【0145】これにより、信頼度を表す $\xi(n)$ が再び $s(n)$ の係数として現れるとともに、 $y(n)$ 全体に $f(n)$ を乗算しているため、MMSEウエイト値の複素共役 $w_h^*(n)$ の乗算により高められた $y(n)$ の信号対干渉(雑音)比は維持されたままとなっている。

【0146】伝搬路推定部117'は、 $z(n)$ が入力されると、送信信号 $s(n)$ のうち既知信号(PILOT信号等) $P(n)$ ($=s(n)$)の複素共役を $z(n)$ に乗算し、 $\xi(n) |s(n)|^2$ を得て、やはり既知である $1/|s(n)|^2$ をこれに乗算することにより $\xi(n)$ を求める。ここでは、 $\xi(n)$ の値を、信頼度を高めるために時間的に平均し、平均伝搬特性 $\hat{\xi}(n)$ として求め、乗算器118'にその複素共役 $\hat{\xi}^*(n)$ を与える。

【0147】従って、乗算器118'の出力 $z_1(n)$ は、

における振幅成分 A_{h-1} は必ずしも1とはならないので、規格化を行い、その振幅を1とすることにより、受信信号 $x_h(n) = \xi(n)s(n)\exp(j(h-1)\Phi)$ の $\exp(j(h-1)\Phi)$ にできるだけ近づけるためである。乗算器116'-30は、 $y(n)$ と $f(n)$ を乗算し、 $z(n)$ を出力する。即ち、

【0139】

【数式14】

【0142】であるから、この出力 $z(n)$ は、

【0143】

【数式16】

$$z_1(n) = z(n) \hat{\xi}^*(n)$$

$$\cong \xi(n) \hat{\xi}^*(n) s(n)$$

$$\cong |\hat{\xi}(n)|^2 s(n)$$

【0149】となる。

【0150】RAKE合成部119'は、この乗算器118'の出力 $z_1(n)$ 及び逆拡散処理部111'-2~111'-pで同様に生成した信号($z_2(n) \sim z_p(n)$)に対して、それぞれパスごとの遅延時間の調整を行ない、それらの加算を行なう。

【0151】即ち、 $i=1, 2, \dots, p$ とし、遅延調整後の第*i*パス目の出力信号を $z_i(n) = |\hat{\xi}_i(n)|^2 s(n)$ とすると、RAKE合成部119'

の出力 $Z(n)$ は、

【0152】

【数式18】

$$Z(n) = \sum_{i=1}^p z_i(n) \\ = \sum_{i=1}^p |\hat{\xi}_i(n)|^2 s(n)$$

【0153】となる。ここで、各パスの信号には、 $s(n)$ の係数として $|\hat{\xi}_i(n)|^2$ があるので、パスの信頼度に応じた合成（最大比合成）を行なうことができる。

【0154】データ判定部120'は、 $Z(n)$ に基づいてデータ判定を行ない、 $\hat{s}(n)$ を出力する。尚、理想的には $\hat{s}(n) = s(n)$ となるが、判定誤りを考慮して $\hat{s}(n)$ として表現する。

【0155】さて、データ判定後の信号は、再拡散処理部112' - 1 ~ 112' - p のそれぞれに入力される。ここで、再拡散処理部112' - 1 に入力された信号は、乗算器121' - 1 ~ 121' - k によって、伝搬路推定部117' からの平均伝搬特性 $\hat{\xi}(n)$ と乗算され、 $\hat{\xi}(n) \hat{s}(n)$ が得られる。

【0156】乗算器122' - 1 は、到来方向推定係数演算部115' - 2 からの到来方向推定係数 a_h と $\hat{\xi}(n) \hat{s}(n)$ との乗算を行なう。

【0157】即ち、乗算結果を $SB'_{1h}(n)$ とすると、

$$SB'_{1h}(n) = \hat{\xi}(n) \hat{s}(n) a_h$$

ここで、

【0158】

【数式19】

$$a_h \cong \exp(j(h-1)\Phi)$$

【0159】であるから、

【0160】

【数式20】

$$SB'_{1h}(n) \cong \hat{\xi}(n) \hat{s}(n) \exp(j(h-1)\Phi)$$

【0161】と表される。

【0162】これは受信信号 $x_h(n) = \hat{\xi}(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi)$ について伝搬路、データ、到来方向を推定した各アンテナのシンボルレプリカに相当することが分かる。

【0163】他のパスについても再拡散処理部112' - 2 ~ 112' - p から同様にシンボルレプリカ $SB'_{2h}(n) \sim SB'_{ph}(n)$ が同様に得られ、各シンボルレプリカは、後段のステージに引き渡される。

【0164】尚、乗算器122' - 1 ~ 122' - k において、到来方向推定係数 $a_1 \sim a_h$ をそのまま乗算したが、前述のように、

【0165】

【数式21】

$$\frac{a_1}{|a_1|} \sim \frac{a_k}{|a_k|}$$

10 【0166】のごとく規格化したものを乗算することにより、更に精度の良い干渉レプリカの生成が可能である。又、この時、到来方向推定係数演算部115' は、到来方向推定係数 $a_1 \sim a_h$ を規格化してから規格化係数演算部115' - 3 及び乗算器122' - 1 ~ 122' - k に与えることにより、簡易な回路構成とすることができる。但し、その際規格化係数演算部115' - 3 はMMSEウエイト値の複素共役と規格化された到来方向推定係数を乗算し、和をとったものの逆数を規格化係数として出力するようにする。

20 【0167】さて、シンボルレプリカ $SB'_{1h}(n)$

は、加算器123' - 1 ~ 123' - k にも入力され

（他のシンボルレプリカも同様）、当該干渉レプリカ生成ユニットが第2ステージ以降のものであれば、前ステージのシンボルレプリカ $SB_{1h}(n)$ が減算（ $SB'_{1h}(n) - SB_{1h}(n)$ ）されてから、再拡散部124' - 1 ~ 124' - k に入力される。再拡散部124' - 1 ~ 124' - k は、これらを拡散コードで再拡散し、合成部125' - 1 ~ 125' - k は、他の再拡散処理部112' - 2 ~ 112' - p からの信号との加算を行い、次ステージへの干渉レプリカ $D'_{11} \sim D'_{1k}$ を出力する。

【0168】尚、規格化係数演算部115' - 3 は規格化定数 $f(n)$ を算出する際に、 a_h を規格化しているが、規格化せずに、

【0169】

【数式22】

$$f(n) = \frac{1}{\sum_{h=1}^k w_h^*(n) a_h}$$

【0170】を算出して用いることも可能である。

【0171】また、規格化係数として、

【0172】

【数式23】

$$f(n) = \frac{1}{\left| \sum_{h=1}^k w_h^*(n) a_h \right|}$$

【0173】又は、

【0174】

【数式24】

$$f(n) = \frac{1}{\left| \sum_{h=1}^k w_h^*(n) a_h \right|}$$

$$z(n) = y(n) f(n)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\sum_{h=1}^k \xi(n) s(n) \exp(j(h-1)\Phi) w_h^*(n)}{\left| \sum_{h=1}^k w_h^*(n) a_h \right|} \\ &+ \frac{\sum_{h=1}^k I_h(n) w_h^*(n) + \sum_{h=1}^k N_h w_h^*(n)}{\left| \sum_{h=1}^k w_h^*(n) a_h \right|} \\ &\equiv \xi(n) s(n) \frac{\sum_{h=1}^k \exp(j(h-1)\Phi) w_h^*(n)}{\left| \sum_{h=1}^k w_h^*(n) a_h \right|} \\ &= \xi(n) s(n) \frac{\sum_{h=1}^k \exp(j(h-1)\Phi) w_h^*(n)}{\left| \sum_{h=1}^k \exp(j(h-1)\Phi) w_h^*(n) \right|} \end{aligned}$$

【0178】となる。ここで、

【0179】

【数式26】

$$\frac{\sum_{h=1}^k \exp(j(h-1)\Phi) w_h^*(n)}{\left| \sum_{h=1}^k \exp(j(h-1)\Phi) w_h^*(n) \right|} = Q(n) \dots (式3)$$

【0180】とすると、

$$z(n) = \xi(n) s(n) Q(n)$$

と表される。

【0181】伝搬路推定部117'は、z(n)が入力

【0175】等のようにしても、伝搬路推定部117'及び乗算器118'により、同様に、伝搬特性を表す $\xi(n)$ を含む $|\xi(n)|^2 s(n)$ が出力され、パスの信頼性を示す $\xi(n)$ の情報を回復することができる。

【0176】例えば、の規格化係数を採用することとすると、乗算器116'-30の出力z(n)は、

【0177】

【数式25】

されると、送信信号s(n)のうち既知信号(PILOT信号等)P(n)(=s(n))の複素共役をz

40 (n)に乗算し、 $\xi(n) Q(n) |s(n)|^2$ を得て、やはり既知である $1/|s(n)|^2$ をこれに乗算することにより $\xi(n) Q(n)$ を求め、乗算器118'にその複素共役 $[\xi(n) Q(n)]^*$ を与える。

【0182】従って、乗算器118'の出力z₁(n)は、

$$z_1(n) = |\xi(n)|^2 |Q(n)|^2 s(n)$$

となる。

【0183】ここで、(式3)より、

【0184】

【数式27】

$$|Q(n)| \cong 1$$

【0185】であるから、

【0186】

【数式28】

$$z_1(n) \cong |\xi(n)|^2 s(n)$$

【0187】となり、前述同様最大比合成が可能となる。

【0188】の規格化係数を用いる場合も同様である。

【0189】又、参照信号として、PILOT信号等を用いる例を示したが、データ判定部120'の出力信号を用いてもよい。

【0190】又、規格化係数の乗算及びチャネル推定をまとめることもできる。

【0191】即ち116'-20の出力y(n)にs*(n)f(n)/|s(n)|^2を乗算したものの複素共役を算出し、さらにf(n)を乗算したものをy(n)に乗算することにより、|ξ(n)|^2s(n)を得ることができる。

【0192】更には、y(n)の複素共役に|f(n)|^2/s*(n)を乗算したものをy(n)に乗算することにより、|ξ(n)|^2s(n)を得ることもできる。

【0193】他にもMMSEウエイト値及び到来方向推定係数及び既知信号P(n)を用いて同様な演算を行なうことにより、伝搬特性ξ(n)の情報を回復することができる。

【0194】

【発明の効果】本発明によれば、MMSEに基づくウエイトを用いて、干渉を抑えるとともに、規格化係数の乗算により失われた伝搬特性情報を回復することができるので、最大比合成が可能となり、この最大比合成された信号を用いて、データの判定を行なうので、データの判定精度を高めることができる。更に、到来方向推定に基づくウエイト(到来方向推定係数)で各アンテナの信号に戻すことにより、レプリカ生成精度を高めることができる。

【0195】また、到来方向推定係数の振幅を1に規格化するので、精度の高い信号レプリカを生成することができ、高精度な干渉除去が実現され、DS-CDMAシステムの特性改善を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明にかかるアレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置の構成を示す。

【図2】本発明にかかる干渉キャンセラ生成ユニットの構成を示す。

【図3】ビームフォーマ部116'及びウエイト演算部115'の構成を示す。

【図4】従来のアレーアンテナを用いた干渉キャンセラ装置の構成を示す。

【図5】従来の干渉キャンセラ生成ユニットの構成を示す。

【図6】空間的に一様な環境における到来方向推定に基づくビーム形成を示す。

【図7】空間的に非一様な環境においてMMSE規範に基づくLMS、RLS、SMI等の最適化アルゴリズムを用いた場合のビーム形成を示す。

【符号の説明】

101-1~101-k アレーアンテナ素子

102-1~102-k 遅延回路

103-11~103-1L 干渉レプリカユニット

103'-11~103'-1L 干渉レプリカユニット

103-21~103-2L 干渉レプリカユニット

103'-21~103'-2L 干渉レプリカユニット

104-1~104-k 加算器

105-1~105-k 遅延回路

106-1~106-k 加算器

107-1~107-L アレーアンテナ受信機

107'-1~107'-L アレーアンテナ受信機

111-1~111-p 逆拡散処理部

111'-1~111'-p 逆拡散処理部

112-1~112-p 再拡散処理部

112'-1~112'-p 再拡散処理部

113-1~113-k 逆拡散部

113'-1~113'-k 逆拡散部

30 114-1~114-k 加算器

114'-1~114'-k 加算器

115 ウエイト演算部

115' ウエイト演算部

116 ビームフォーマ部

116' ビームフォーマ部

117 伝搬路推定部

117' 伝搬路推定部

118 乗算器

118' 乗算器

40 119 RAKE合成部

119' RAKE合成部

120 データ判定部

120' データ判定部

121 乗算器

121' 乗算器

122-1~122-k 乗算器

122'-1~122'-k 乗算器

123-1~123-k 加算器

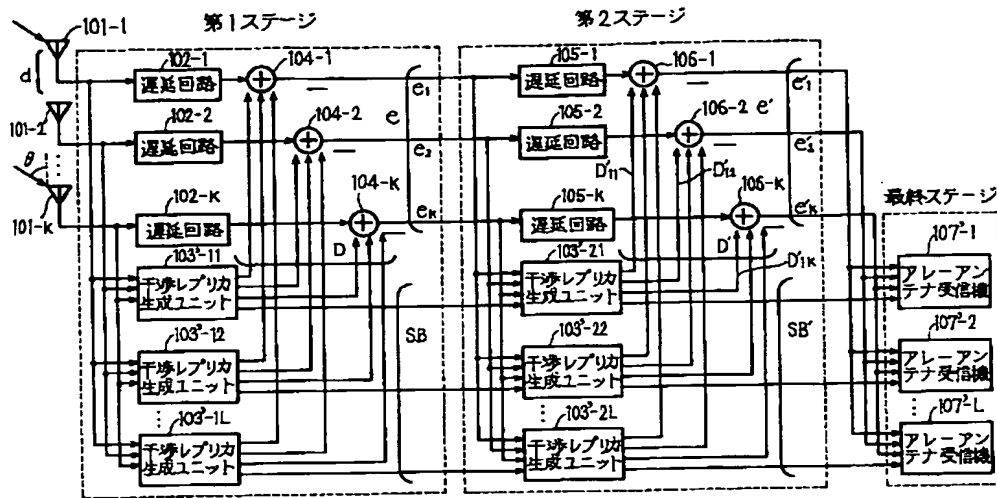
123'-1~123'-k 加算器

50 124-1~124-k 再拡散部

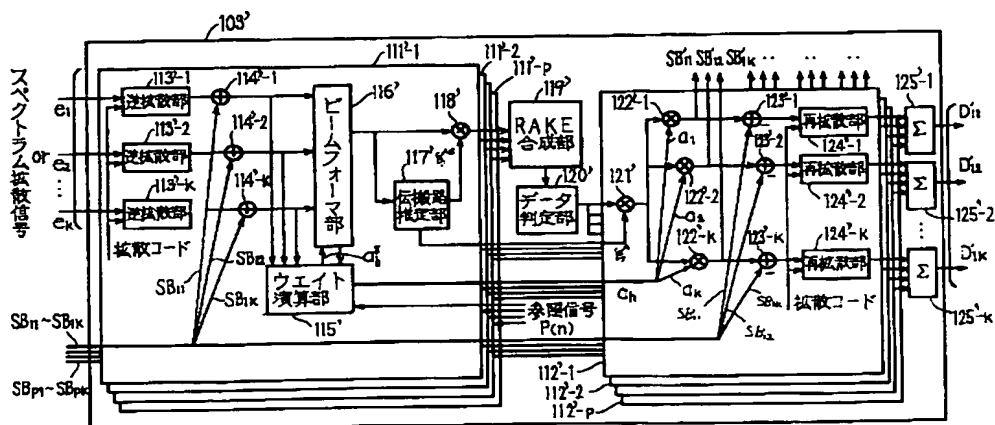
124'-1~124'-k 再拡散部
125-1~125-k 合成部

125'-1~125'-k 合成部

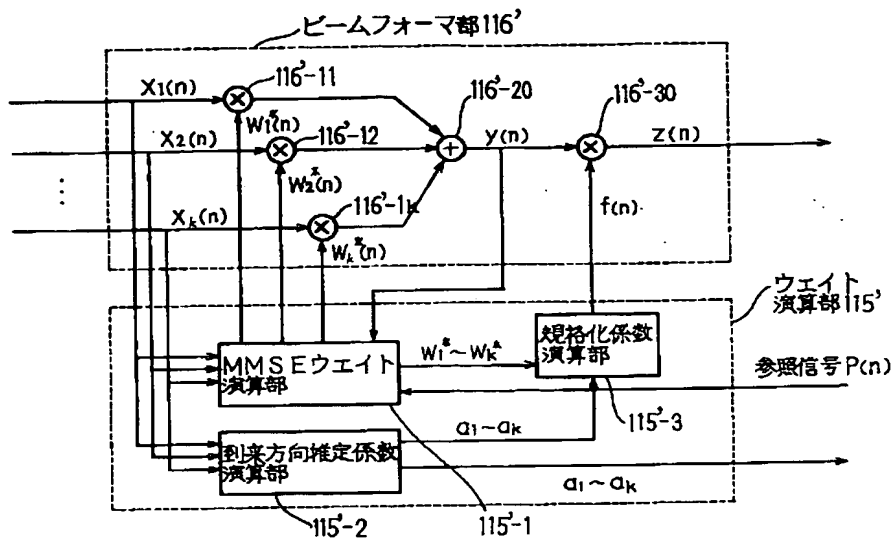
【図1】



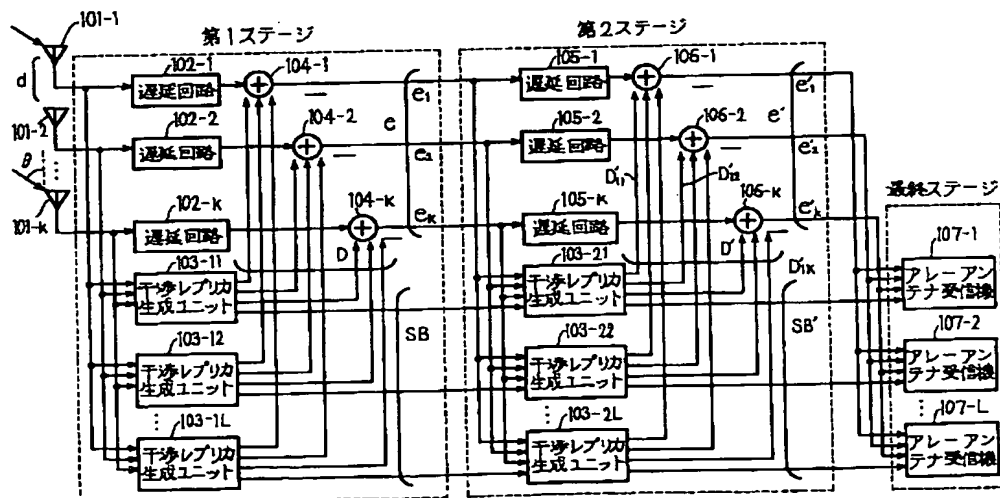
【図2】



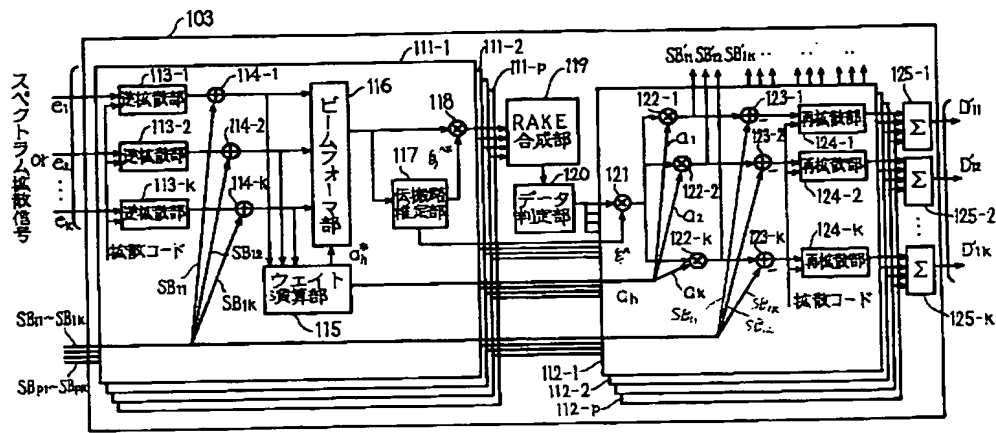
【図 3】



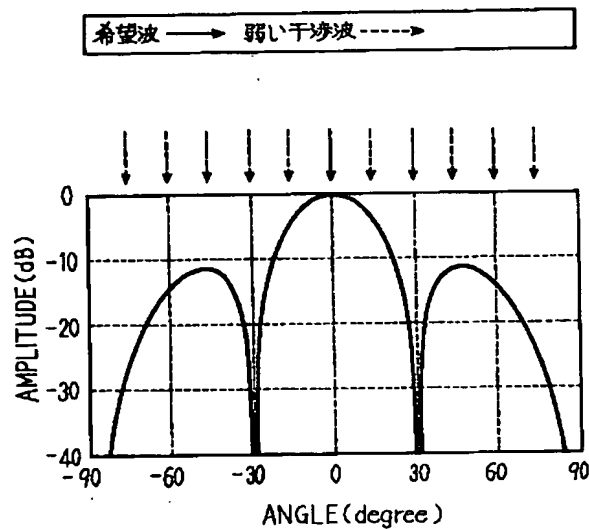
【図 4】



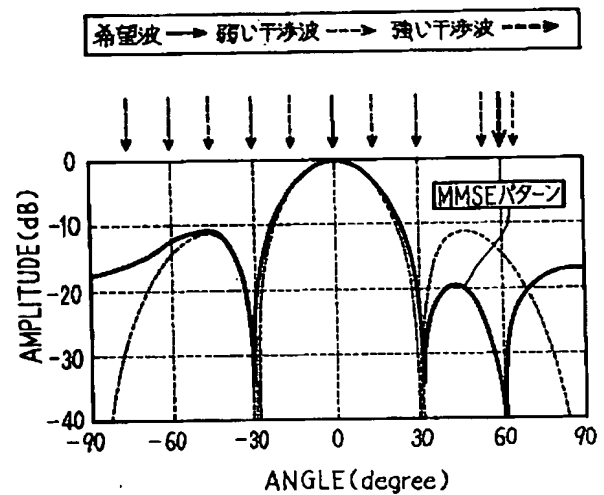
【図 5】



【図 6】



【図 7】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

識別記号

F I

テ-マコ-ド (参考)

H 0 4 B 7/216

H 0 4 B 7/15

D

H 0 4 J 13/04

H 0 4 J 13/00

G

F ターム (参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 DB02 DB03
EA04 FA14 FA16 FA17 FA20
FA26 FA32 GA02 GA08 HA05
HA10
5K022 EE02 EE32 EE35
5K052 AA01 BB02 DD04 FF29 GG20
GG31
5K059 CC03 CC04 DD32 DD39 EE02
5K072 AA04 BB13 CC20 DD16 GG05
GG10

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.